

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

EP 00/10137

4

10-089092 #5  
P21  
513  
JSS

REC'D 21 NOV 2000

WIPO PCT

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung  
einer Patentanmeldung**

**Aktenzeichen:** 199 49 992.6

**Anmeldetag:** 15. Oktober 1999

**Anmelder/Inhaber:** Pepperl + Fuchs GmbH, Mannheim/DE

**Bezeichnung:** Verfahren zur Erhöhung der Störfestigkeit eines Zeit-  
bereichsreflektometers und Schaltungsanordnung  
zur Durchführung des Verfahrens

**IPC:** G 01 F, G 01 S

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-  
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 30. Oktober 2000  
Deutsches Patent- und Markenamt

Der Präsident  
Im Auftrag

**PRIORITY  
DOCUMENT**

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

Joost

Verfahren zur Erhöhung der Störfestigkeit eines Zeitbereichsreflektometers  
und Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens

Technisches Gebiet:

- 5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Erhöhung der Störfestigkeit eines Zeitbereichsreflektometers gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1. Die Erfindung betrifft weiterhin eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens.

Stand der Technik:

- 10 Zur Bestimmung des Füllstandes von Medien in einem Behältnis sind Sensoren auf der Basis von Zeitbereichsreflektometrie (time domain reflectometry, TDR) bekannt. Eine Übersicht gibt US-A-5,609,059. Derartige Sensoren basieren auf der Laufzeitmessung elektromagnetischer Signale, die entlang eines offenen Wellenleiters, der in das Medium hineinragt, propagiert werden. Der Wellen-
- 15 leiter ist beispielsweise eine Sommerfeldleitung, eine Goubau-Leitung, ein Koaxialkabel, ein Mikrostreifen oder eine koaxiale oder parallele Anordnung von zwei Leitungen. Das Medium bewirkt an der Grenzfläche zum Außenmedium bzw. auch im Falle von Schichtbildung innerhalb des Mediums aufgrund der sprunghaften Änderung seiner dielektrischen Eigenschaften eine Diskontinuität
- 20 in den Übertragungseigenschaften des eintauchenden Wellenleiters, so daß sich entlang bzw. innerhalb des Wellenleiters ausbreitende Pulse an diesen Stellen wenigstens teilweise reflektiert werden. Aus dem rückreflektierten Signal  $X_{\text{Sonde}}$  (Fig. 1) kann somit die Distanz bzw. Höhe einer Grenzschicht bestimmt werden, indem der Zeitpunkt des Empfangs des rückreflektierten Pulses mit dem Zeitpunkt des Aussendens verglichen wird.

- Im Betrieb eines TDR-Sensors wird mit jeder Periode eines Sende-Triggersignals  $X_{\text{TS}}$ , welches die Pulsrepetierfrequenz  $f_{\text{PRF}}$  aufweist, ein Sendepuls  $X_{\text{s}}$  erzeugt und ausgesendet; eine typische Pulsrepetierfrequenz liegt zwischen
- 30 einigen 100 KHz bis zu einigen MHz. Das periodisch rückreflektierte Signal  $X_{\text{Sonde}}$  wird einer Signalabtastschaltung zugeführt, um den zeitlich kurzen Vorgang zeitgedehnt darstellbar und auswertbar zu machen. Diese wird mit dem Triggersignal  $X_{\text{TA}}$  der Abtastfrequenz  $f_{\text{a}}$  getriggert, wobei das periodische Signal  $X_{\text{Sonde}}$  zu den Abtast-Triggerzeitpunkten abgetastet wird. Durch eine
- 35 zeitproportionale Verzögerung des Abtast-Triggersignals gegenüber dem Sende-

Triggersignal, beispielsweise durch eine etwas geringere Frequenz des Abtast-Triggersignals gegenüber dem Sende-Triggersignal, oder durch eine Phasenmodulation des Abtast-Triggersignals gegenüber dem Sende-Triggersignal erzeugt die Abtasteinrichtung ein Ausgangssignal, dessen Amplitudenverlauf durch die entsprechenden Augenblickswerte des Sonden-  
5      signals gegeben ist. Das Ausgangssignal stellt somit ein zeitgedehntes Bild des Sondensignals  $X_{\text{Sonde}}$  dar. Nach Filterung und Verstärkung bildet dieses Ausgangssignal bzw. ein zeitlicher Ausschnitt desselben das Reflektionsprofil  $X_{\text{Video}}$ , aus welchem die Laufzeit des rückreflektierten Signals und damit der  
10     Abstand der Grenzschicht ermittelt werden kann.

Aus der DE-A-1815752 ist eine Abtast- oder Samplingschaltung bekannt, bei der der abzutastende Puls auf eine gesperrte Empfangsdiode gegeben wird, die durch den Abtastpuls öffnet. Des weiteren sind Sampling-Schaltungen auf der  
15     Basis von vier Dioden bekannt, die in einer Brückenschaltung miteinander gekoppelt sind.

Problematisch bei derartigen Sensoren ist die hohe Störempfindlichkeit gegenüber hochfrequenten Störsignalen. Ein Störsignal, welches auf den Wellenleiter  
20     einkoppelt, überlagert sich dem rückreflektierten Signal  $X_{\text{Sonde}}$  und wird ebenfalls von der breitbandigen Abtastschaltung erfaßt. Ein typisches schmalbandiges Störsignal wird bei Tests zur elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) durch eine Trägerschwingung mit einer Grundfrequenz  $f_{\text{T,Stör}}$  von 80 MHz bis 1 GHz mit einer niederfrequenten Amplitudenmodulation (z.B. 1 kHz) nachgebildet. Befindet sich die Trägerfrequenz  $f_{\text{T,Stör}}$  in der Nähe eines ganz-  
30     zahligen Vielfachen der Abtastfrequenz  $f_{\text{A}}$ , d.h. innerhalb eines sogen. „Frequenzempfangsfensters“  $n \cdot f_{\text{A}} \pm \Delta f$ , so kann diese Störung durch eine Tiefpaßfilterung nach der Abtasteinrichtung nicht unterdrückt werden;  $\Delta f$  entspricht dabei der Bandbreite des Tiefpasses (Bezugsziffer 7 in Figur 1),  $n$  ist eine ganze Zahl. Das Störsignal wird nach Art einer Bandpaßabtastung mit der Frequenz  $f_{\text{A}}$  abgetastet. Damit ist dem Reflektionsprofil gegenüber dem ungestörten Fall eine Schwingung überlagert, welche dessen Auswertung erschwert und u.U. verfälscht.

Aufgrund des Meßprinzips mit einer breitbandigen Empfangsschaltung und einer Sonde, die als Stabantenne wirkt, ist der Einkoppelfaktor von Störungen sehr hoch. Damit ist das Nutzsignal bei einer Störung, die in einem Frequenzempfangsfenster liegt, in der Regel nicht mehr auswertbar.

5

Zur Verbesserung der Störsicherheit kann die Sendeimpulsamplitude erhöht werden, wodurch das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert wird. Hierbei müssen die Pulsweite sowie die Anstiegs- und Abfallzeiten des Sendepulses konstant bleiben, um die Meßgenauigkeit nicht zu verschlechtern. Dieses kann mit einer einfachen Transistorschaltstufe nicht mehr erreicht werden. Eine Verbesserung ist nur durch andere Technologien, wie z.B. Speicherschaltioden oder Avalanche-Transistoren möglich. Daraus ergeben sich jedoch Nachteile wie erhöhter Kostenaufwand, Verfügbarkeit von Bauelementen, erhöhter Leistungsbedarf des Sensors sowie erhöhte Störanfälligkeit.

15

Eine Verminderung des Störpegels kann des weiteren erreicht werden, indem der Sensoreinsatz auf metallische Tanks beschränkt wird, wodurch der Einkoppelfaktor verringert wird. Durch die Verwendung von koaxialen Sonden bzw. 2-Leiter-Sonden ist die Amplitude des Nutzsignals gegenüber einer Einzelleiter-Sonde, wie einer Sommerfeld- oder Goubau-Leitung, größer und die Störsignaleinkopplung reduziert. Nachteile dieser Sonden liegen jedoch in der verstärkten Anhaftung von Materialien an den Sonden.

20

#### Technische Aufgabe:

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zur Erhöhung der Störsicherheit von Zeitbereichsreflektometern anzugeben, mit welchem die Betriebsgenauigkeit bekannter Zeitbereichsreflektometer, insbesondere gegenüber hochfrequenten Störsignalen, auf einfache und kostengünstige Weise verbessert werden und das universell einsetzbar sein soll.

30

#### Offenbarung der Erfindung und deren Vorteile:

Die Aufgabe wird gelöst durch das Verfahren zur Erhöhung der Störfestigkeit eines Zeitbereichsreflektometers, insbesondere gegenüber Hochfrequenzeinstrahlung, bei welchem mit einer Pulsrepetierfrequenz  $f_{prf}$  ein Sendepuls  $X_s$  erzeugt und in eine Wellenleitung eingekoppelt wird, deren oberes Ende zum

35

Prozeßanschluß an einem Halteteil angeordnet ist, wobei das von einem Reflektor, der mit der Wellenleitung in Kontakt steht, rückreflektierte und auf der Wellenleitung rücklaufende Signal  $X_{\text{Sonde}}$  zur zeitgedehnten Darstellung als Reflektionsprofil mit Abtastpulsen  $X_A$ , die mit einer Abtastfrequenz  $f_A$  wiederholt werden, abgetastet wird und aus den Reflektionsprofilen laufend Meßwerte gewonnen werden, die die Distanz vom Reflektor zum Prozeßanschluß beinhalten, mit den folgende Merkmalen:

I) die Abtastfrequenz  $f_A$  und die Pulsrepetierfrequenz  $f_{\text{prf}}$  werden verändert, wobei entweder II.1) die zeitgedehnte Darstellung des Reflektionsprofils unverändert bleibt oder II.2) bei zeitlicher Veränderung des Reflektionsprofils die Änderung der Zeitdehnung bekannt ist und in der Auswertung des Profils berücksichtigt wird; III) aus wenigstens einer Messung des Reflektionsprofils bzw. eines Teils desselben wird ein Störmaß bestimmt; IV) zur Entscheidung über die Änderung der Abtastfrequenz  $f_A$  sowie der Pulsrepetierfrequenz  $f_{\text{prf}}$  für folgende Messungen und die Brauchbarkeit der Meßwerte bzw. eines einzelnen Meßwertes wird ein Algorithmus verwendet, der aus den Meßwerten bzw. aus einem einzigen Meßwert und dem Störmaß errechnet, ob das Reflektionsprofil so weit störungsfrei ist, dass eine ausreichende Meßgenauigkeit erreicht wird.

Der Algorithmus kann aus den Schritten bestehen: V) Bestimmung des Störmaßes; VI) falls das Störmaß eine vorbestimmten Schwelle übertrifft, werden die Abtastfrequenz ( $f_A$ ) und die Pulsrepetierfrequenz ( $f_{\text{prf}}$ ) geändert; VII) erneute Bestimmung und Bewertung des Störmaßes; VIII) die Schritte VI) und VII) werden wiederholt, bis das Störmaß die vorbestimmte Schwelle unterschreitet.

Oder der Algorithmus kann auch aus folgenden Schritten bestehen: IX) Änderung der Abtast- ( $f_A$ ) und der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{\text{prf}}$ ); X) Messung und Auswertung des Reflektionsprofils und damit Bestimmung des Meßwertes; XI) Kontrolle der Brauchbarkeit des Meßwertes durch Bestimmung des Störmaßes XII) Fortsetzen mit Schritt IX.

Oder der Algorithmus kann aus folgenden Schritten bestehen: XIII) Mehrfache, zum Beispiel fünf Vorgänge, Messung und Auswertung des Reflektionsprofils mit Bestimmung des Meßwertes bei jeweils anderen Frequenzen  $f_A$  und  $f_{\text{prf}}$ ; XIV) Auswahl des wahrscheinlichsten Meßwertes aus den in XIII) bestimmten

Meßwerten. Mit diesem Algorithmus werden solche Meßwerte, die starke Abweichungen vom wahrscheinlichsten Meßwert aufweisen, ausgeschlossen.

Die Änderung der Abtast- und der Pulsrepetierfrequenz erfolgt anhand einer vorgegebenen Tabelle, welche geeignete Frequenzen beinhaltet, wobei der Zugriff auf die Tabelle linear oder zufällig ist. Oder zur Änderung der Abtast- und der Pulsrepetierfrequenz werden die Frequenzen aus einem Frequenzbereich ausgewählt.

Die Pulsrepetierfrequenz  $f_{prf}$  wird mittels eines gesteuerten Oszillators CO, der zum Beispiel ein spannungs- oder numerisch gesteuerter Oszillator ist, VCO oder NCO, verändert.

Das Abtast-Triggersignal  $X_{TA}$  wird mittels einer steuerbaren Verzögerungsschaltung aus dem Sende-Triggersignal  $X_{TS}$  gewonnen und der Verzögerungsschaltung ein Referenzsignal  $X_S$  oder  $X_{TS}$  mit der Pulsrepetierfrequenz  $f_{prf}$  zugeführt, wobei die Verzögerungsschaltung ein Ausgangssignal  $X_A$  bzw.  $X_{TA}$  erzeugt, wobei die Phase des Ausgangssignals  $X_A$ ,  $X_{TA}$  durch eine vorgebbare Verzögerungs-Sollgröße, mit welcher die Verzögerungsschaltung gesteuert wird, bestimmt wird.

Das Störmaß kann gleichermaßen gewonnen werden und gegeben sein durch einen Vergleich des durch die Reflektion an der Grenzschicht entstandenen Pulses mit einem vorgegebenen Referenzimpuls. Dazu kann die Amplitude des Meßpulses normiert und ein Abweichungsmaß bestimmt werden, wobei eine maximal zulässige Abweichung vorgegeben wird, beispielsweise durch Vergleich der Pulsweiten oder durch Vergleich der unterschiedlichen Flächen.

Vorteilhafte Weiterbildungen des Verfahrens sind in den Unteransprüchen 9-12 gekennzeichnet.

Eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens weist einen Triggergenerator auf, der ein Sende-Triggersignal  $X_{TS}$  mit einer variablen, durch ein Steuersignal veränderbaren Pulsrepetierfrequenz  $f_{prf}$  und ein Abtast-Triggersignal  $X_{TA}$  mit gegenüber dem Sende-Triggersignal  $X_{TS}$  verschiedener Frequenz

und/oder Phase erzeugt, wobei das Sende- bzw. Abtast-Triggersignal einen Sende- bzw. Abtastgenerator zur Erzeugung von Sende- bzw. Abtastpulsen veranlaßt, mit einer Abtasteinheit, welche die von der Wellenleitung rückgeleiteten Sendepulse  $X_{\text{Sonde}}$  zur zeitgedehnten Darstellung als Reflektionsprofil  $X_{\text{video}}$  abzutasten imstande ist, und mit einer Steuereinheit, welche das Reflektionsprofil auszuwerten imstande ist und Steuersignale erzeugt, welche den Phasen- oder Frequenzunterschied der Triggersignale einstellen und mit welchen der Triggergenerator zur Änderung der Pulsrepetierfrequenz  $f_{\text{prf}}$  veranlaßt wird.

- 10 In Weiterbildung der Vorrichtung umfaßt der Triggergenerator eine steuerbare Verzögerungsschaltung, die mit dem Ausgangssignal eines gesteuerten Oszillators CO, der zum Beispiel spannungs- oder numerisch gesteuert ist, VCO oder NCO, beaufschlagt ist und deren Ausgangssignal das Abtast-Triggersignal  $X_{\text{TA}}$  darstellt zur Einstellung der Verzögerung des Abtast-Triggersignal  $X_{\text{TA}}$  gegenüber dem Sende-Triggersignal  $X_{\text{TS}}$ .
- 15

Eine Weiterbildung der Vorrichtung umfasst zwei gesteuerte Oszillatoren, die zum Beispiel spannungs- oder numerisch gesteuert sein können, für das Sende-Triggersignal  $X_{\text{TS}}$  und für das Abtast-Triggersignal  $X_{\text{TA}}$ . Der Frequenzunterschied  $\Delta f$  zwischen den Triggersignalen wird mit einem Regler auf einen vorgegebenen Wert eingestellt und konstant gehalten. Ebenso können die Oszillatoren als Oszillatorbank ausgeführt sein zur Verfügungstellung eines konstanten Frequenzunterschieds zwischen der Pulsrepetierfrequenz  $f_{\text{prf}}$  und der Abtastfrequenz  $f_{\text{A}}$ .

20

Somit werden erfindungsgemäß bei Vorliegen einer schmalbandigen Störung durch – gegebenenfalls iteratives – Verändern der Abtastfrequenz  $f_{\text{A}}$  die durch  $n \cdot f_{\text{A}} \pm \Delta f$  mit  $n=0, 1, \dots$  definierten Frequenzempfangsfenster so auf der Frequenzskala verschoben, daß die feste Störfrequenz  $f_{\text{T, stör}}$  außerhalb der Fensterbereiche liegt. Dadurch wird das Störmaß reduziert, da dann das Störsignal nicht mehr bzw. nicht mehr wesentlich zum gemessenen Reflektionsprofil beiträgt.

30

In der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ist die Abtasteinheit mit einer Großsignal-Vier-Dioden-Schaltung ausgestattet.

Besteht das Störsignal aus einer Überlagerung mehrerer schmalbandiger Signale, läßt sich mit dem erfindungsgemäßen Verfahren durch die Iteration eine Pulsrepetierfrequenz finden, die den Gesamteinfluß sämtlicher Störfrequenzen minimiert.

5

Das Störmaß ergibt sich aus den Abweichungen des gemessenen Reflektionsprofils zu einem zuvor unter störungsfreien Bedingungen bestimmten Referenzprofil. Als Störmaß kann zum Beispiel die Differenz aus maximaler und minimaler Abweichung des Reflektionsprofils von einem vorgegebenen Wert oder vom Referenzprofil in einem definierten Zeit- bzw. Distanzfenster, z.B. Start der Erfassung des Profils bis zum Beginn des Sendepulses, nämlich Bereich A in Figur 3, herangezogen werden. Die Schwelle, bei deren Überschreitung die Abtastfrequenz variiert wird, ergibt sich aus den zur Sicherung einer gegebenen Meßgenauigkeit noch tolerierbaren Abweichungen vom Referenzprofil.

15

Wurde nun erfindungsgemäß die Abtastfrequenz variiert, wird aus dem erneut bestimmten Störmaß ermittelt, ob die Variation der Abtastfrequenz in die richtige Richtung gegangen ist, d.h. zu einer Reduktion des Störmaßes gegenüber der ersten Messung geführt hat. Ist dies der Fall, kann die Anpassung der Abtastfrequenz mit derselben Tendenz, d.h. weitere Erhöhung bzw. weitere Erniedrigung, fortgesetzt werden, sofern nicht die Störschwelle bereits unterschritten ist. Falls keine Verbesserung des Störmaßes eingetreten ist, kann die Anpassung der Abtastfrequenz, ausgehend von der Ursprungs-Abtastfrequenz, in die andere Richtung als der erste Anpassungsversuch erfolgen. Jedoch führt auch ein Weitergehen in dieselbe Richtung wegen der endlichen Fensterbreite zum Erfolg. Die Bewertung und Anpassung der Abtastfrequenz kann beispielsweise durch einen Regelkreis vorgenommen werden.

Kurzbeschreibung der Zeichnung, in der zeigen:

- 30    Figur 1        ein Blockschaltbild eines TDR-Füllstandssensors mit verbesserter Störsicherheit;
- Figur 2        die Frequenzumsetzung eines Störsignals durch die Abtastung;
- Figur 3        ein Referenz- und ein Reflektionsprofil mit überlagertem Störsignal;



Figur 4 eine Anordnung zur Variation der Pulsrepetierfrequenz und zur Generierung eines Abtast-Triggersignals;

Figur 5, 6 zwei Anordnungen zur Realisierung einer gesteuerten Verzögerungsschaltung zur Generierung eines Abtast-Triggersignals.

5

Wege zur Ausführung der Erfindung:

In Figur 1 ist der prinzipielle Aufbau eines TDR-Füllstandssensors mit verbesserter Störsicherheit zur beispielhaften Anwendung der Erfindung schematisch dargestellt. Kernstück des Sensors ist ein Wellenleiter 4, dessen oberes Ende den Prozeßanschluß 18 bildet, zum Beispiel ein Halteteil 18 ist, wobei der Wellenleiter 4 in ein Behältniss 12 ragt und teilweise in ein darin enthaltenes Medium 13 eintaucht, welches eine Oberfläche 14 und somit eine Grenzschicht 14 ausbildet. Ein Triggenerator 1 dient zur Generierung eines Sende-Triggersignals XTS mit der Pulsrepetierfrequenz  $f_{prf}$  und eines Abtast-Triggersignals XTA mit der Abtastfrequenz  $f_a$ . Der Triggenerator 1 wird von einer Steuereinheit 8 gesteuert. Beispiele für die nähere Ausgestaltung des Triggenerators 1 sind in den Figuren 4-6 gezeigt und dort erläutert.

Das Sende-Triggersignal XTS wird einem Sendepulsgenerator 2 zugeführt, welcher dadurch zur Erzeugung von Sendepulsen  $X_s$  einer vorbestimmten Signalform und Amplitude mit der Pulsrepetierfrequenz  $f_{prf}$  veranlaßt wird. Die Sendepulse  $X_s$  werden über ein Koppelnetzwerk 3 in den Wellenleiter 4 eingekoppelt. Sie breiten sich entlang dem Wellenleiter 4 aus und werden in Höhe der Grenzschicht 14 Medium-Luft teilweise reflektiert. Das rückreflektierte Signal  $X_{sonde}$  wird über das Koppelnetzwerk 3 einer Abtastschaltung 6 zugeführt. Das abgetastete Signal enthält somit Beiträge des ursprünglich gesendeten Pulses  $X_s$  und des reflektierten Pulses  $X_{sonde}$  bzw. Teile einer Referenzreflektion, falls eine Referenz-reflektion verwendet wird, was ebenso möglich ist. Das abgetastete Signal ist schematisch im rechten Teil der Figur 1 längs der Sonde 14 zwischen Grenzschicht 14 und Halteteil 18 aufgetragen. Aus der Laufzeitdifferenz  $\Delta t$  zwischen den beiden Pulsen kann auf die Höhe der Grenzschicht 14 in Bezug zum Prozeßanschluß 18 geschlossen werden.

Um das kurze, mit der Pulsrepetierfrequenz  $f_{PRF}$  wiederholte Sondensignal  $X_{sonde}$  auswertbar zu machen, wird es im Rahmen einer Bandpaßabtastung einer

Abtastschaltung 6 zugeführt, in der es mit Abtastpulsen  $X_A$ , die mit einer Frequenz  $f_A$  von einem Abtastpulsgenerator 5 erzeugt werden, abgetastet wird. Die Abtastschaltung 6 ist so gewählt, daß sie ihr Abtastverhalten auch bei großen Störsignalpegeln nicht ändert und somit großsignalfest ist. Vorzugsweise kann eine 4-Dioden-Abtastschaltung zum Einsatz gelangen.

Der Abtastpulsgenerator 5 wird, wie der Sendepulsgenerator 2, vom Triggergenerator 1 mittels des Abtast-Triggersignals  $X_{TA}$  mit der Abtastfrequenz  $f_A$  getriggert. Das abgetastete Signal wird in einer Filter- und Verstärkereinheit 7 gefiltert und verstärkt, die einen Tiefpaß zur Filterung aufweist, und sodann als Signal  $X_{video}$  bzw. als Reflektionsprofil der Steuereinheit 8 zur weiteren Auswertung zugeführt.

In der Steuereinheit 8 wird ein Störmaß durch Vergleich mit einem gespeicherten Referenzprofil ermittelt. Falls eine vorgegebene Störschwelle überschritten wird, wird an den Triggergenerator 1 ein Signal zur Anpassung der Pulsrepetierfrequenz gesendet. Sodann wird das Verfahren wie oben beschrieben durchgeführt.

Figur 2 zeigt schematisch die Frequenzumsetzung durch die Bandpaßabtastung eines Störsignals  $X_{stör}$ , der Frequenz  $f_{t, stör}$ , aufgetragen über die Frequenz. Im oberen Teil der Figur 2 ist das schmalbandige Störsignal  $X_{stör}$  gezeigt; im unteren Teil ist das durch Abtastung aus  $X_{stör}$  entstehende niederfrequente Ausgangssignal  $X_{video}$  über der Frequenz abgebildet. Ganzzahlige Vielfache der Abtastfrequenz  $f_A$  sind auf der Frequenzachse in beiden Teilen von Figur 2 markiert.

Figur 3 zeigt den prinzipiellen Amplituden-Verlauf eines Reflektionsprofils sowie des Reflektionsprofils mit einem überlagerten Störsignal als Funktion der Distanz  $d$  vom Prozeßanschluß 18 bis zur Grenzschicht 14. Das ungestörte Reflektionsprofil 19, welches in der Figur 3 dick gezogen ist, besteht aus einem Puls 20 an der Position  $d_1$ , wobei der Puls 20 entweder ein Sendeimpuls bzw. ein Teil des Sendeimpulses selbst oder eine Referenzreflektion des Sendeimpulses sein kann, zum Beispiel am Übergang des Prozeßanschlusses des Halteteils 18 zur Sonde 4. Zum anderen besteht das ungestörte

Reflektionsprofil 19 aus einem Puls 21 an der Position  $d_2$ , der durch die Reflektion an der Grenzschicht 14 entsteht. Aus der Differenz  $d_2 - d_1$  läßt sich deshalb der Abstand des Ortes der Reflektion, das ist der Ort der Grenzschicht 14, vom Prozeßanschluß 18 ermitteln.

5

Das gestörte Signal 22, welches in Figur 3 dünn gezogen ist, entsteht aus der Überlagerung des ungestörten Profils mit einem schmalbandigen Störsignal, welches hier sinusförmig ohne Modulation, schematisch, dargestellt ist. Die Darstellung verdeutlicht, dass die Störsignalamplitude leicht in der Größenordnung oder darüber der Amplitude des reflektierten Pulses liegen kann. Es ist offensichtlich, dass dann die Bestimmung des Reflektionsortes des Sendeimpulses verfälscht oder sogar unmöglich wird.

10

Erfindungsgemäß wird daher die Störsignalamplitude im Ausgangssignal  $X_{\text{video}}$  durch Variation der Pulsrepetierfrequenz reduziert. Durch die Änderung der Pulsrepetierfrequenz fällt die Störung nicht mehr in ein Frequenzempfangsfenster und kann mit einem Tiefpaßfilter der Filter- und Verstärkereinheit 7, Figur 1, unterdrückt werden.

15

Figur 4 zeigt einen Triggenerator 1 zur Generierung eines Sende-Triggersignals  $X_{\text{TS}}$  mit variabler Pulsrepetierfrequenz und zur Generierung eines daran angepaßten Abtast-Triggersignals  $X_{\text{TA}}$ . Ein Signal  $X_{\text{TS}}$  mit der Pulsrepetierfrequenz  $f_{\text{prf}}$  wird mit einem gesteuerten Oszillator CO 10, der ein spannungs- oder numerisch gesteuerter Oszillator sein kann, erzeugt. Ist der CO ein VCO, so ändert er seine Frequenz in Abhängigkeit von der Abstimmspannung, die VCO-Steuergröße, die als Eingangssignal am VCO anliegt und von der Steuereinheit 8, Figur 1, bestimmt und gesteuert wird. Somit kann der Zeitpunkt der Abtastung durch eine Verzögerungssollgröße eingestellt werden, beispielsweise mittels einer Rampenschaltung oder auch beliebig. Das bedeutet, dass die Verzögerung der Flanke des Triggersignals linear über die Zeit geändert werden kann, nämlich mittels des Rampenverfahrens oder die Verzögerung kann wahlfrei beliebig eingestellt werden.

20

25

30

Das vom VCO erzeugte Signal wird einerseits zur Triggerung des Sendepulses  $X_{\text{TS}}$  herangezogen. Des weiteren wird es einer steuerbaren Verzögerungsschal-

35

tung 11 zugeführt. Diese erzeugt ein Ausgangssignal  $X_{TA}$ , welches gegenüber dem Signal  $X_{TS}$  eine definierte Verzögerung aufweist. Das Ausgangssignal  $X_{TA}$  der Verzögerungsschaltung 11 hat somit gegenüber dem Signal  $X_{TS}$  des VCO eine definierte Verzögerung bzw. einen definierten geringen Frequenzunterschied. Die Größe der Verzögerung wird durch eine Verzögerungs-Sollgröße geregelt, die von der Steuereinheit 8 bestimmt wird und als Eingangssignal an der Verzögerungsschaltung 11 anliegt.

In den Figuren 5 und 6 sind Beispiele zur Realisierung einer steuerbaren Verzögerungsschaltung 11 gemäß Figur 4 dargestellt.

In der Anordnung gemäß Figur 5 wird das vom Oszillator mit der Pulsrepetierfrequenz erzeugte Signal  $X_S$  bzw.  $X_{TS}$  einer nichtlinearen Verzögerungsschaltung 15 zugeführt, wo es gegenüber dem Referenzsignal  $X_S$  bzw.  $X_{TS}$  variabel verzögert wird. Die Verzögerungsschaltung 15 kann dabei aus einem RC-Netzwerk bestehen. Die Verzögerung wird dabei spannungsgesteuert eingestellt, hier über das Ausgangssignal eines Integrators 16, das wiederum von der extern vorgegebenen Verzögerungs-Sollgröße und vom Ausgangssignal eines Phasendetektors 17 bestimmt wird. Der Phasendetektor 17 bestimmt die Phasenlage des Referenzsignals zum verzögerten Signal und erzeugt ein Ausgangssignal, dessen Amplitude durch die Phasenlage gegeben ist. Durch die Verschaltung von Phasendetektor 17, Integrator 16 und Verzögerungsschaltung 15 wird ein Regelkreis gebildet, in welchem sich ein Gleichgewicht einstellt. Dabei wird eine Phasenverzögerung des verzögerten Signals  $X_A$  bzw.  $X_{TA}$  gegenüber dem Referenzsignal  $X_S$  bzw.  $X_{TS}$  erzeugt, die von der Verzögerungs-Sollgröße linear abhängt.

Die Verzögerungs-Sollgröße kann dabei auch als digitaler Code eingegeben werden, der mit einem Digital-Analog-Konverter in ein analoges Steuersignal umgewandelt wird. Die Verzögerung des Abtast-Triggersignals läßt sich daher auf einfache Weise einstellen. Bei Veränderung der Pulsrepetierfrequenz wird das Abtastsignal somit einfach und unmittelbar gemäß der vorbestimmten und einmal eingestellten Verzögerungs-Sollgröße automatisch angepaßt, ohne daß eine manuelle Korrektur notwendig ist.

Eine Möglichkeit für die Realisierung einer Schaltung gemäß Figur 5 ist in der US-Patentschrift 5 563 605 beschrieben.

Figur 6 zeigt eine weitere Realisierungsmöglichkeit einer Verzögerungsschaltung 11. Das Referenzsignal  $X_s$  bzw.  $X_{ts}$  veranlaßt einen Sägezahngenerator, hier schematisch dargestellt durch eine Stromquelle und einen Kondensator, zur Erzeugung einer Sägezahnspannung mit der Pulsrepetierfrequenz  $f_{pr}$ . Diese wird auf einen Eingang eines Komparators gegeben. Der andere Eingang des Komparators wird mit einer zur Verzögerungs-Sollgröße proportionalen Spannung beaufschlagt. Das Ausgangssignal des Komparators weist somit gegenüber dem Referenzsignal  $X_{ts}$  bzw.  $X_s$  eine Verzögerung, Phasenverschiebung, auf wobei die Verzögerung durch die Verzögerungs-Sollgröße bestimmt ist. Somit läßt sich auf einfache Weise ein Ausgangssignal  $X_A$  bzw.  $X_{TA}$  herstellen, das an Änderungen der Pulsrepetierfrequenz  $f_{pr}$  automatisch angepaßt ist.

Eine von verschiedenen Möglichkeiten für die Realisierung einer Schaltung gemäß Figur 6 ist in der DE 27 23 355 C2 beschrieben.

Alternativ zur steuerbaren Verzögerungsschaltung können die Frequenzen  $f_{PRF}$  und  $f_A$  auch durch zwei steuerbare Oszillatoren CO, mit Regelung erzeugt werden. Dazu wird ein schneller Regler innerhalb der Steuereinheit 8, Figur 1, für die Differenzfrequenz  $\Delta f$  benötigt. Ebenso kann eine Oszillatorbank zur Anwendung kommen mit Quarzoszillatoren für zwei bis drei unterschiedliche Frequenzen für die Frequenzen  $f_{PRF}$  und  $f_A$ . Von jeweils zwei Oszillatoren ist jeweils einer fest und der andere steuerbar.

#### Gewerbliche Anwendbarkeit:

Die Erfindung läßt sich insbesondere für Sensoren zur Füllstandsmessung auf der Basis von Zeitbereichsreflektometrie zur Erhöhung der elektromagnetischen Verträglichkeit gegenüber hochfrequenten Störfeldern und zur einfachen und kostengünstigen Erfüllung von EMV-Vorgaben vorteilhaft gewerblich einsetzen. Die Nützlichkeit der Erfindung besteht insbesondere darin, dass durch Variation der Abtastfrequenz und/oder der Pulsrepetierfrequenz in vorteilhafter Weise Beiträge einer schmalbandigen Störung zum gemessenen Signal unterdrückt werden.

Patentansprüche:

1. Verfahren zur Erhöhung der Störfestigkeit eines Zeitbereichsreflektometers, insbesondere gegenüber Hochfrequenzeinstrahlung, bei welchem mit einer Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) ein Sendepuls ( $X_S$ ) erzeugt und in eine Wellenleitung (4) eingekoppelt wird, deren oberes Ende zum Prozeßanschluß an einem Halte-  
teil 18 angeordnet ist, wobei das von einem Reflektor (14), der mit der Wellenleitung (4) in Kontakt steht, rückreflektierte und auf der Wellenleitung (4) rücklaufende Signal ( $X_{Sonde}$ ) zur zeitgedehnten Darstellung als Reflektionsprofil mit Abtastpulsen ( $X_A$ ), die mit einer Abtastfrequenz ( $f_A$ ) wiederholt werden, abgetastet wird und aus den Reflektionsprofilen laufend Meßwerte gewonnen werden, die die Distanz vom Reflektor (14) zum Prozeßanschluß beinhaltet, gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

I) die Abtastfrequenz ( $f_A$ ) und die Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) werden verändert, wobei entweder

II.1) die zeitgedehnte Darstellung des Reflektionsprofils unverändert bleibt oder

II.2) bei zeitlicher Veränderung des Reflektionsprofils die Änderung der Zeitdehnung bekannt ist und in der Auswertung des Profils berücksichtigt wird

III) aus wenigstens einer Messung des Reflektionsprofils bzw. eines Teils desselben wird ein Störmaß bestimmt

IV) zur Entscheidung über die Änderung der Abtastfrequenz ( $f_A$ ) sowie der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) für folgende Messungen und die Brauchbarkeit der Meßwerte bzw. eines einzelnen Meßwertes wird ein Algorithmus verwendet, der aus den Meßwerten bzw. aus einem einzigen Meßwert und dem Störmaß errechnet, ob das Reflektionsprofil so weit störungsfrei ist, dass eine ausreichende Meßgenauigkeit erreicht wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Algorithmus aus folgenden Schritten besteht:

V) Bestimmung des Störmaßes

VI) falls das Störmaß eine vorbestimmten Schwelle übertrifft, werden die Abtastfrequenz ( $f_A$ ) und die Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) geändert

VII) erneute Bestimmung und Bewertung des Störmaßes

VIII) die Schritte VI) und VII) werden wiederholt, bis das Störmaß die vorbestimmte Schwelle unterschreitet.

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,  
dass der Algorithmus aus folgenden Schritten besteht:

IX) Änderung der Abtast- ( $f_A$ ) und der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ )

X) Messung und Auswertung des Reflektionsprofils und damit Bestimmung des  
5 Meßwertes

XI) Kontrolle der Brauchbarkeit des Meßwertes durch Bestimmung des  
Störmaßes

XII) Fortsetzen mit Schritt IX.

10 4. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,  
dass der Algorithmus aus folgenden Schritten besteht:

XIII) Mehrfache, zum Beispiel fünf Vorgänge, Messung und Auswertung des  
Reflektionsprofils mit Bestimmung des Meßwertes bei jeweils anderen  
Frequenzen der Abtast- ( $f_A$ ) und der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ )

15 XIV) Auswahl des wahrscheinlichsten Meßwertes aus den in XIII) bestimmten  
Meßwerten.

5. Verfahren nach Anspruch 2 oder 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet,  
dass die Änderung der Abtastfrequenz ( $f_A$ ) und der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ )  
20 anhand einer vorgegebenen Tabelle erfolgt, welche geeignete Frequenzen bein-  
hält, wobei der Zugriff auf die Tabelle linear oder zufällig ist.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet,  
dass zur Änderung der Abtast- ( $f_A$ ) und der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) die  
25 Frequenzen aus einem Frequenzbereich ausgewählt werden.

7. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,  
daß die Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) mittels eines gesteuerten Oszillators (10), der  
zum Beispiel spannungs- oder numerisch gesteuerter Oszillator ist (VCO oder  
30 NCO), verändert wird.

8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet,  
dass das Abtast-Triggersignal ( $X_{TA}$ ) mittels einer steuerbaren Verzögerungs-  
schaltung (11) aus dem Sende-Triggersignal ( $X_{TS}$ ) gewonnen und der Verzöge-  
35 rungsschaltung (11) ein Referenzsignal ( $X_S$ ) oder ( $X_{TS}$ ) mit der Pulsrepetier-

frequenz ( $f_{prf}$ ) zugeführt wird und die Verzögerungsschaltung (11) ein Ausgangssignal ( $X_A$  bzw.  $X_{TA}$ ) erzeugt, wobei die Verzögerung des Ausgangssignals ( $X_A$ ,  $X_{TA}$ ) durch eine vorgebbare Verzögerungs-Sollgröße, mit welcher die Verzögerungsschaltung (11) gesteuert wird, bestimmt wird.

5

9. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Störmaß gegeben ist durch einen Vergleich des durch die Reflektion an der Grenzschicht entstandenen Pulses mit einem vorgegebenen Referenzimpuls.

10

10. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Störmaß gegeben ist durch die Differenz aus der maximalen und minimalen Abweichung des Reflektionsprofils von einem vorgegebenen Wert oder von dem Referenzprofil in einem vorbestimmten Zeit- oder Distanzfenster.

15

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 1, 2, 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenz und/oder Phase der Abtastpulse ( $X_A$ ) bei Veränderung der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) angepaßt wird, vorzugsweise derart, daß die Differenz von Abtast- und Pulsrepetierfrequenz einen vorgegebenen Bereich nicht überschreitet, zum Beispiel einige wenige Hertz, oder konstant ist.

20

12. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

dass dieselbe einen Triggergenerator (1) aufweist, welcher ein Sende-Triggersignal ( $X_{TS}$ ) mit einer variablen, durch ein Steuersignal veränderbaren Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) und ein Abtast-Triggersignal ( $X_{TA}$ ) mit gegenüber dem Sende-Triggersignal ( $X_{TS}$ ) verschiedener Frequenz und/oder Phase erzeugt, wobei das Sende- bzw. Abtast-Triggersignal einen Sende- bzw. Abtastgenerator (2, 5) zur Erzeugung von Sende- bzw. Abtastpulsen veranlaßt, und mit einer Abtasteinheit (6, 7), welche die von der Wellenleitung (14) rückgeleiteten Sendepulse ( $X_{Sonde}$ ) zur zeitgedehnten Darstellung als Reflektionsprofil ( $X_{video}$ ) abzutasten imstande ist, und mit einer Steuereinheit (8), welche das Reflektionsprofil auszuwerten imstande ist und Steuersignale erzeugt, welche den Phasen- oder Frequenzunterschied der Triggersignale einstellen und mit welchen der Triggergenerator (1) zur Änderung der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) veranlaßt wird.

35



13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass der Triggenerator (1) einen gesteuerten Oszillator (10), der zum Beispiel spannungs- oder numerisch gesteuert ist (VCO oder NCO), umfaßt, der mit der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) schwingt.

5

14. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12 oder 13, dadurch gekennzeichnet, dass der Triggenerator (1) eine steuerbare Verzögerungsschaltung (11) umfaßt, die mit dem Ausgangssignal des gesteuerten Oszillators (10) beaufschlagt ist und deren Ausgangssignal das Abtast-Triggersignal (XTA) darstellt.

10

15. Schaltungsanordnung nach Anspruch 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, daß Triggenerator (1) neben dem gesteuerten Oszillator (10, CO), der mit der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) schwingt, einen weiteren gesteuerten Oszillator (CO) umfaßt, der mit der Abtastfrequenz ( $f_A$ ) schwingt, wobei gegebenenfalls die Differenz der Frequenzen mit einem Regler auf einen vorgegebenen Wert eingestellt und konstant gehalten wird.

15

16. Schaltungsanordnung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Oszillatoren als Oszillatorbank ausgeführt sind zur Verfügungstellung eines konstanten Frequenzunterschieds zwischen der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) und der Abtastfrequenz ( $f_A$ ).

20

17. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass die Abtasteinheit (6) mit einer Großsignal-Vier-Dioden-Schaltung ausgestattet ist.

25

Zusammenfassung:

Verfahren zur Erhöhung der Störfestigkeit eines Zeitbereichsreflektometers  
und Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Erhöhung der Störfestigkeit eines Zeitbereichsreflektometers gegenüber Hochfrequenzeinstrahlung, bei welchem mit einer Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) ein Sendepuls ( $X_s$ ) erzeugt und in eine Wellenleitung (4) eingekoppelt wird, deren oberes Ende zum Prozeßanschluß an einem Halteteil 18 angeordnet ist, wobei das von einem Reflektor (14), der mit der Wellenleitung (4) in Kontakt steht, rückreflektierte und auf der Wellenleitung (4) rücklaufende Signal ( $X_{Sonde}$ ) zur zeitgedehnten Darstellung als Reflektionsprofil mit Abtastpulsen ( $X_A$ ), die mit einer Abtastfrequenz ( $f_A$ ) wiederholt werden, abgetastet wird und aus den Reflektionsprofilen laufend

10

15 Meßwerte gewonnen werden, die die Distanz vom Reflektor (14) zum Prozeßanschluß beinhaltet. Das Verfahren ist durch folgende Merkmale gekennzeichnet:

I) die Abtastfrequenz ( $f_A$ ) und die Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) werden verändert, wobei entweder

20 II.1) die zeitgedehnte Darstellung des Reflektionsprofils unverändert bleibt oder  
II.2) bei zeitlicher Veränderung des Reflektionsprofils die Änderung der Zeitdehnung bekannt ist und in der Auswertung des Profils berücksichtigt wird

III) aus wenigstens einer Messung des Reflektionsprofils bzw. eines Teils desselben wird ein Störmaß bestimmt

25 IV) zur Entscheidung über die Änderung der Abtastfrequenz ( $f_A$ ) sowie der Pulsrepetierfrequenz ( $f_{prf}$ ) für folgende Messungen und die Brauchbarkeit der Meßwerte bzw. eines einzelnen Meßwertes wird ein Algorithmus verwendet, der aus den Meßwerten bzw. aus einem einzigen Meßwert und dem Störmaß errechnet, ob das Reflektionsprofil so weit störungsfrei ist, dass eine

30 ausreichende Meßgenauigkeit erreicht wird.

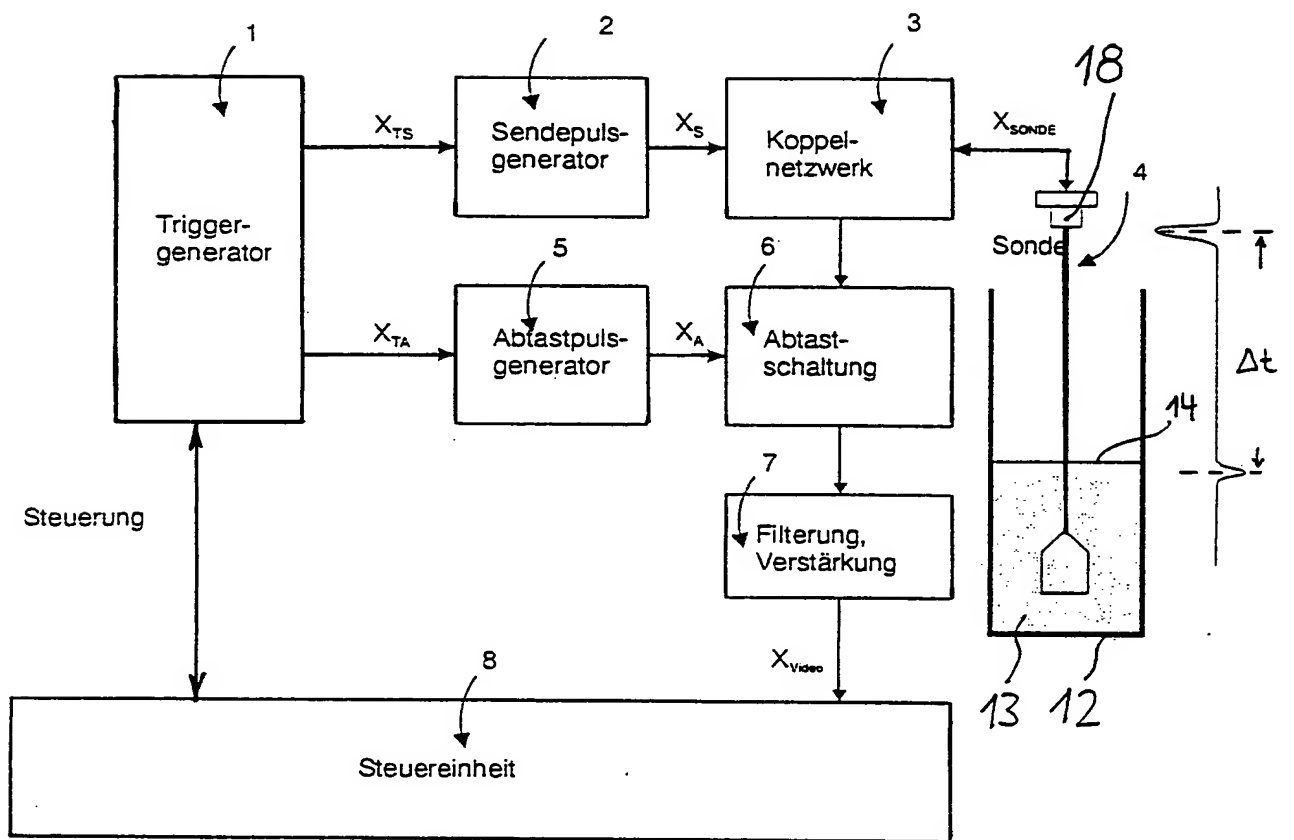


Fig. 1

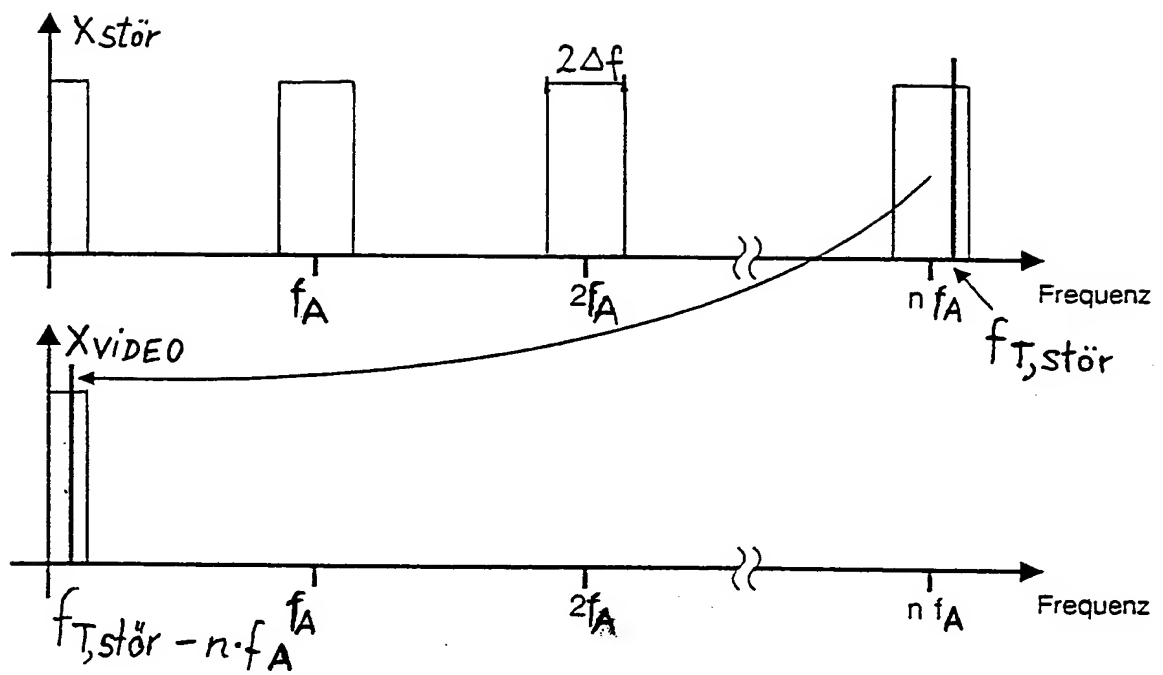


Fig. 2

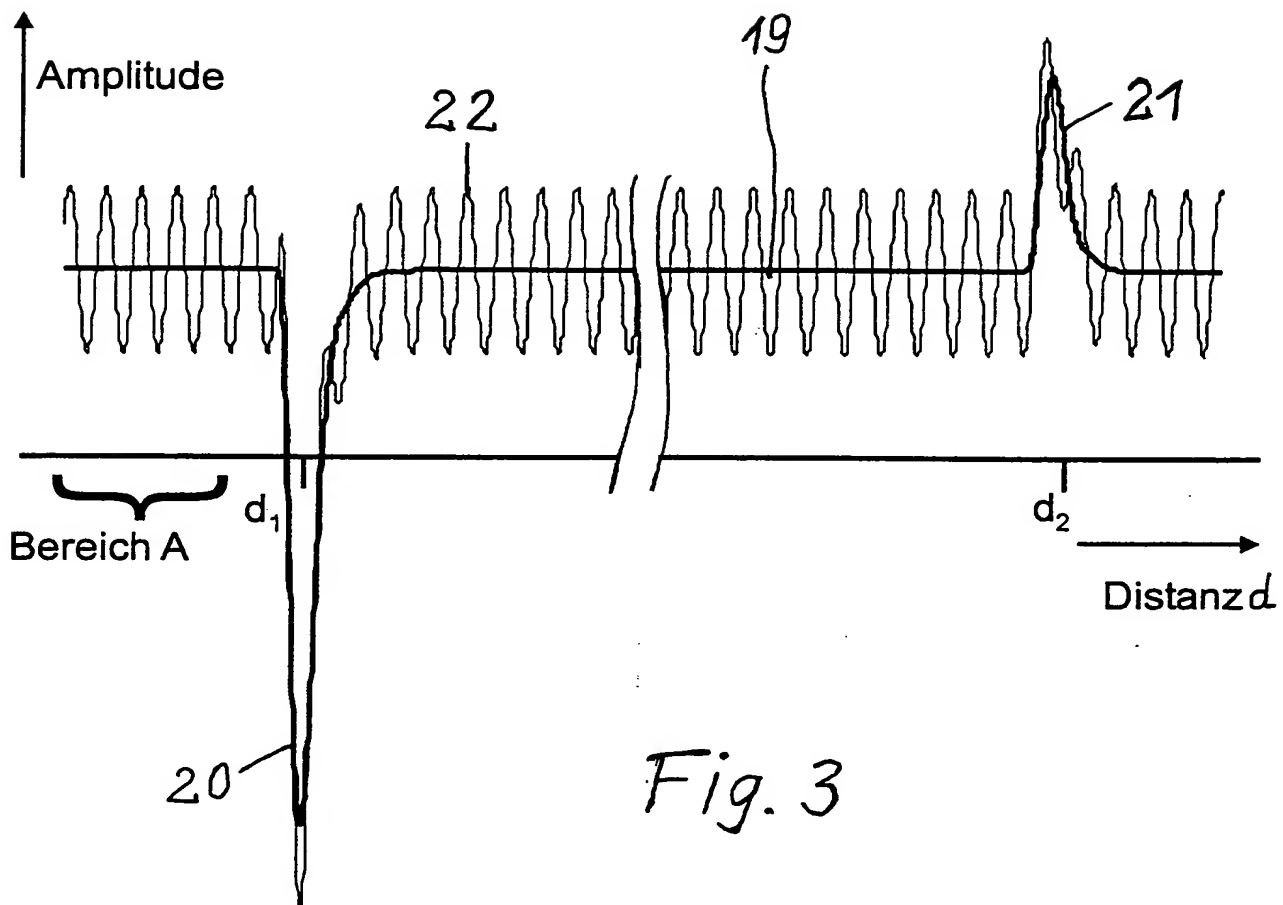


Fig. 3

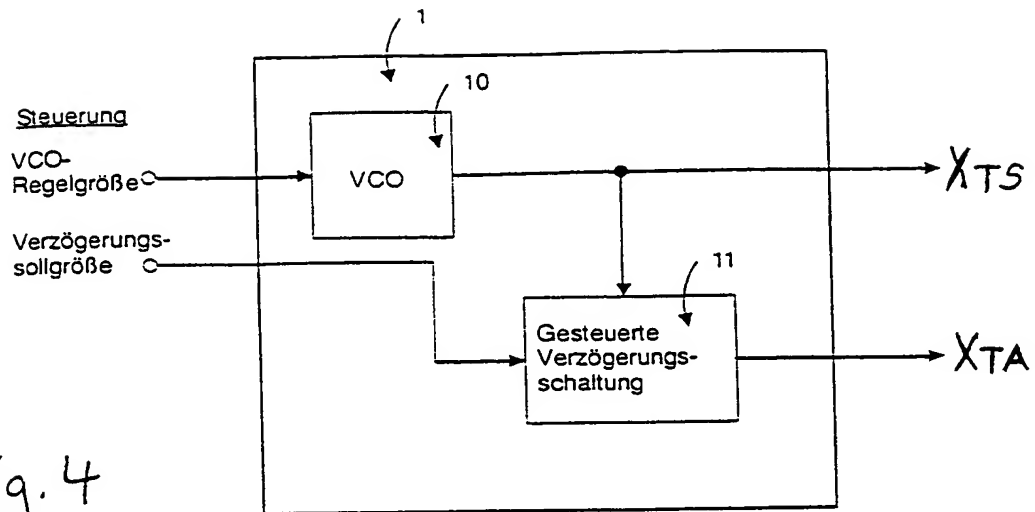


Fig. 4

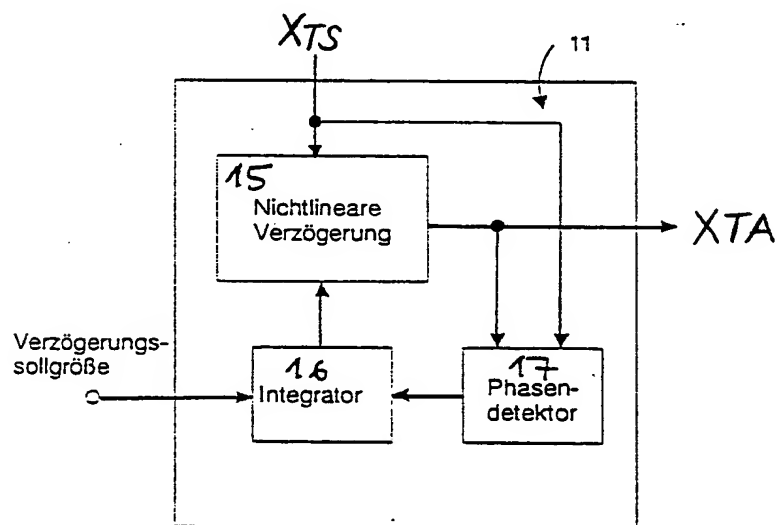


Fig. 5

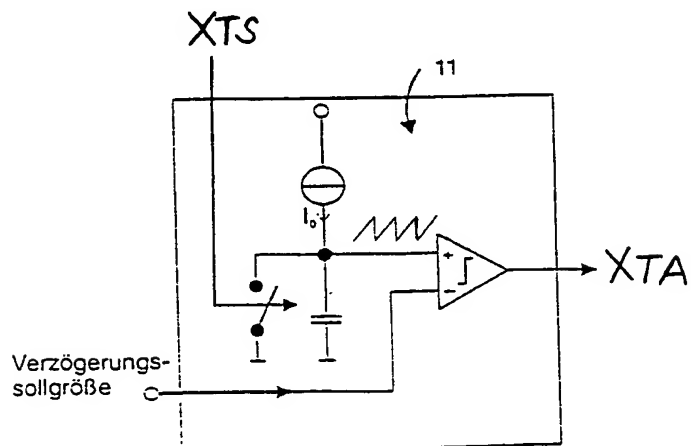


Fig. 6